مبدل DC-DC درهم‌تنیده بر پایه مبدل باک با نسبت تبدیل بسیار پایین

مائده قنبری عدیوی و محمد روح‌اله یزدانی

چکیده: ضریب تبدیل بسیار پایین در توپولوژی مبدل سوئیچینگ باک مرسوم قابل حصول نیست و همچنین استرس ولتاژ سوئیچ در این مبدل به عنوان عیب دیگر مبدل باک ساده در ولتاژهای ورودی زیاد مطرح است. در این مقاله، یک مبدل DC-DC سوئیچینگ درهم‌تنیده بر پایه ساختار باک برای حل این مشکلات ارائه می‌شود. در ساختار این مبدل سوئیچینگ، از ترانسفورمر نیز استفاده شده و مشکل بازنشانی (ریست) هسته ترانسفورمر حل گردیده و نیازی به سیم‌پیچ بازنشانی نیست. پس از بیان شکل موج‌های کلیدی و روابط تحلیلی مبدل پیشنهادی، نمودارهای نسبت تبدیل ولتاژ ارائه شده و در ادامه نتایج شبیه‌سازی شکل موج‌های اصلی مبدل پیشنهادی با توان ۲۴۰ وات، با ورودی ۱۵۰ ولت و ولتاژ خروجی ۲۴ ولت برای بررسی صحت نتایج تئوری ارائه می‌گردد.

کلیدواژه: **مبدل سوئیچینگ باک، تداخل الکترومغناطیسی، مبدل بسیار کاهنده، ساختار درهم‌تنیده.**

۱- مقدمه

امروزه مبدل‌های سوئیچینگ DC به DC به طور وسیع در سامانه‌های انرژی‌های تجدیدپذیر، فتوولتائیک و درایو موتور برای کاربردهای افزاینده یا کاهنده ولتاژ استفاده می‌شوند [۱] و [۲]. در این میان، استفاده از مبدل‌های با نسبت تبدیل بسیار پایین غیر ایزوله در کاربردهای مختلف از جمله شارژرهای باتری، خودروهای الکتریکی و همچنین در شبکه توزیع برق سیستم‌های فتوولتائیک در حال افزایش می‌باشد [۳] تا [۶]. در میان مبدل‌های غیر ایزوله، معمولاً مبدل‌های باک پایه به علت استرس ولتاژ پایین و بهره ولتاژ غیر معکوس پایین مورد استفاده قرار می‌گیرند [۷] تا [۱۰]. هرچند این مبدل‌ها در کاربردهای بهره پایین با ولتاژ ورودی بالا، دارای معایبی همچون استرس ولتاژ زیاد سوئیچ‌ها و ضریب وظیفه بسیار کم می‌باشند [۱۱]. از سوی دیگر مبدل فوروارد به عنوان یک مبدل ایزوله دارای بهره بسیار کاهنده با ضریب وظیفه[1] مناسب و نسبت دور ترانسفورمر قابل دستیابی است. با این حال در مبدل فوروارد، استرس ولتاژ سوئیچ تقریباً دو برابر ولتاژ ورودی می‌باشد و انرژی ذخیره‌شده در سلف نشتی ترانسفورمر در خازن خروجی کلید تخلیه می‌شود که باعث ایجاد یک ضربه ولتاژ[2] روی کلید و تداخل الکترومغناطیسی[3] (EMI) می‌گردد. علاوه بر آن، مسأله بازنشانی[4] هسته ترانسفورمر در مبدل‌های فوروارد پایه، مخصوصاً در کاربردهای با ولتاژ ورودی بالا مشکل‌ساز می‌شود [۱۲].

در بسیاری از تحقیقات قبلی تمرکز بر روی حل موارد ذکرشده بوده است [۱۱] تا [۲۲]. در [۱۳] تا [۱۶] سیم‌پیچ‌های کوپل‌شده به منظور ایجاد نسبت تبدیل بسیار کاهنده[5] و همچنین افزایش ضریب وظیفه در توپولوژی باک مورد استفاده قرار گرفته‌اند، اگرچه استرس ولتاژ زیاد سوئیچ‌ها در این مبدل‌ها با ولتاژ ورودی زیاد همچنان وجود دارد. مبدل پیشنهادشده در [۱۱] دارای معایبی همچون جریان خروجی با ریپل زیاد و محدودبودن نسبت تبدیل می‌باشد. در [۱۳] و [۱۴] ریپل جریان خروجی با اضافه‌کردن سیم‌پیچ سوم، کاهش یافته ولی مدار پیچیده‌تر شده است.

در [۱۷] خانواده‌ای از مبدل‌های بسیار کاهنده بر پایه طرح خازن-سوئیچ[6] ارائه شده است به طوری که نسبت تبدیل کاهندگی در آنها به صورت تابع نمایی متناسب با مرتبه آنها افزایش می‌یابد. اگرچه که استفاده عملی از این مبدل‌ها به خاطر نداشتن تنظیم ولتاژ، بسیار محدود می‌باشد. همچنین تعداد بسیار زیاد سوئیچ و دیود در این نوع باعث کاهش بازده و افزایش قیمت آنها شده است.

روش درهم‌تنیده[7] برای کاهش ریپل جریان در ورودی و خروجی و نیز کاهش EMI، یک روش مرسوم است. در [۱۸] تا [۲۲]، مبدل‌های باک درهم‌تنیده چندفاز، معرفی شده است. مبدل‌های معرفی‌شده در [۱۸] و [۱۹] توانایی تولید بهره ولتاژ بسیار کاهنده با استرس ولتاژ کمتر را دارند. اگرچه که برای کاربردهایی با ولتاژ ورودی بالا و ولتاژ خروجی پایین، نسبت تبدیل ولتاژ آنها به اندازه کافی نیست و ضریب وظیفه بسیار کوچک آنها منجر به کاهش بازده آنها می‌شود. به منظور بهبود نسبت تبدیل، مبدل‌های باک درهم‌تنیده چندفاز، با استرس ولتاژ پایین در [۲۰] تا [۲۲] معرفی شده‌اند. این مبدل‌ها نسبت به مبدل‌های معرفی‌شده در [۱۸] و [۱۹]، نسبت تبدیل ولتاژ کاهنده بیشتری دارند. بنابراین محدوده انتخاب ضریب وظیفه افزایش یافته و تلفات هدایتی را می‌توان کاهش داد که منجر به بهبود بازده می‌شود. با این حال تعداد المان‌ها در این مبدل‌ها زیاد است و حداقل به چهار سوئیچ مورد نیاز است.

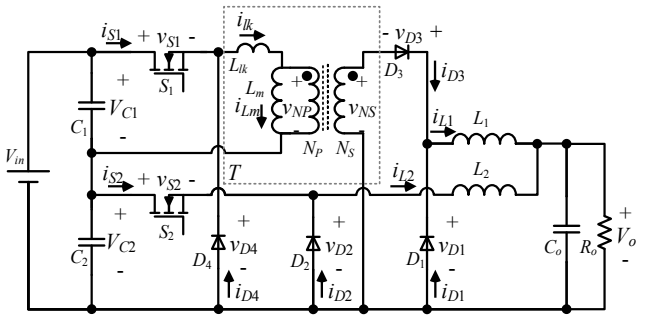
در این مقاله به منظور دستیابی به یک نسبت تبدیل فوق کاهنده در یک توپولوژی غیر ایزوله، از ساختار مبدل باک و نیز ساختار یک مبدل فوروارد استفاده گردیده و یک مبدل درهم‌تنیده ایجاد شده که در شکل ۱ آمده است. مبدل پیشنهادشده از دو سوئیچ استفاده می‌کند به طوری که استرس ولتاژ یک سوئیچ برابر با ولتاژ ورودی است اما این سوئیچ در ولتاژی به مراتب کمتر از ولتاژ ورودی روشن می‌شود و در نتیجه، تلفات خازنی به شدت کاهش می‌یابد. همچنین سوئیچ مزبور تحت شرایط

این مقاله در تاریخ ۱۳ تیر ماه ۱۳۹۶ دریافت و در تاریخ ۳ تیر ماه ۱۳۹۷ بازنگری شد.

مائده قنبری عدیوی، دانشکده فنی مهندسی، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران، (email: m_ghanbary_adivy@yahoo.com).

محمد روح‌اله یزدانی (نویسنده مسئول)، دانشکده فنی مهندسی، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران، (email: m.yazdani@khuisf.ac.ir).

1. Duty Cycle
2. Voltage Spike
3. Electromagnetic Interference
4. Reset
5. High Step-down
6. Switched-Capacitor
7. Interleaved



شکل ۱: مبدل سوئیچینگ پیشنهادی بسیار کاهنده.

کلیدزنی در جریان صفر (ZCS)[1] روشن می‌شود. علاوه بر این، استرس ولتاژ سوئیچ دیگر، بسیار کمتر از ولتاژ ورودی می‌باشد. در مبدل پیشنهادشده، مسأله بازنشانی (ریست) ترانسفورمر حل شده و نیازی به استفاده از سیم‌پیچ بازنشانی اضافه نیست که این امر به ساده‌ترشدن ساختار مبدل کمک می‌کند. همچنین انرژی ذخیره‌شده در سلف نشتی به وسیله خازن C_2 جذب می‌شود و مانع از ایجاد ضربه ولتاژ و نوسان‌های فرکانس بالای ولتاژ سوئیچ شده که به نوبه خود باعث کاهش تداخل‌های الکترومغناطیسی می‌گردد. در این مبدل مشابه مبدل نیم‌پل، دو خازن ورودی توسط منبع ولتاژ DC ورودی با جریان شارژ مثبت و یکسان شارژ می‌شوند. زمانی که S_1 روشن است جریان C_1 منفی و در زمان روشن‌بودن S_2 جریان C_2 منفی می‌شود و متوسط جریان هر دو خازن صفر بوده و بالانس جریان- ثانیه در هر دو خازن برقرار می‌شود.

در بخش بعدی، مبدل سوئیچینگ درهم‌تنیده پیشنهادی معرفی گردیده و عملکرد مبدل شرح داده می‌شود. نسبت تبدیل و ملاحظات طراحی مبدل در بخش سوم مورد بحث قرار می‌گیرد و برای بررسی صحت نتایج تئوری، نتایج شبیه‌سازی آن در بخش چهارم آورده می‌شود. در نهایت در بخش پنجم، نتیجه‌گیری ارائه می‌شود.

۲- نحوه عملکرد مبدل پیشنهادی

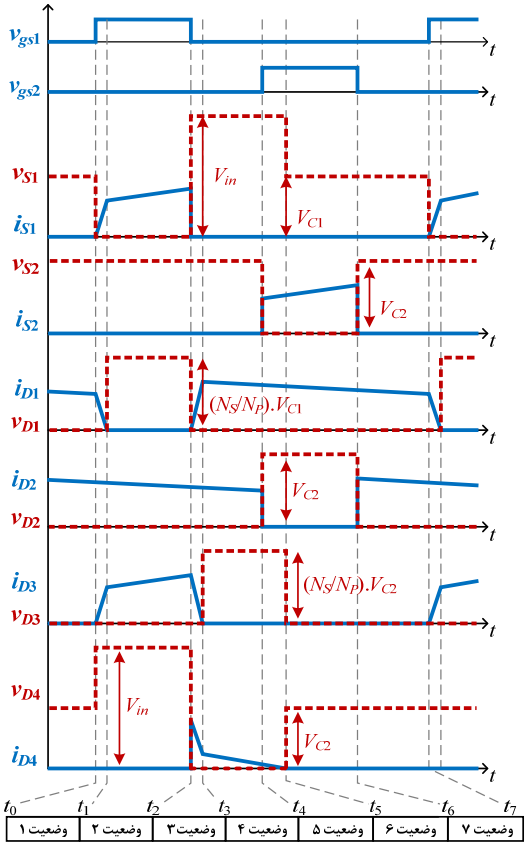
در مبدل پیشنهادی، پالس‌های PWM دو سوئیچ دارای ۱۸۰ درجه اختلاف فاز و مبدل در دوره کلیدزنی خود دارای هفت وضعیت عملکردی متفاوت است. در شکل ۲، شکل موج‌های کلیدی مبدل در حالت ماندگار و با فرض ایده‌آل‌بودن المان‌ها رسم شده است. همچنین شکل ۳ مدار معادل مبدل پیشنهادی را برای هر وضعیت عملکردی نشان می‌دهد. برای بررسی نحوه عملکرد مبدل پیشنهادی، در ابتدا فرضیات زیر جهت ساده‌سازی تحلیل‌ها در نظر گرفته می‌شود:

- تمامی المان‌ها ایده‌آل فرض می‌شوند و مدار ترانسفورمر مشابه با شکل ۱ در نظر گرفته می‌شود.
- اندازه خازن‌های C_1 و C_2 به اندازه کافی بزرگ است و بنابراین از ریپل ولتاژ آنها صرف نظر می‌شود.
- جریان L_1 و L_2 ثابت است و برابر در نظر گرفته می‌شوند.

در ادامه نحوه عملکرد مبدل در هر یک از وضعیت‌های کاری به صورت کامل توضیح داده می‌شود. قبل از وضعیت اول فرض می‌شود که هر دو سوئیچ خاموش هستند، دیودهای D_2 و D_4 معکوس بایاس شده‌اند و دیودهای D_1 و D_2 در حال هدایت هستند.

وضعیت اول $[t_0-t_1]$: این وضعیت زمانی آغاز می‌شود که سوئیچ S_1 روشن است و ولتاژ V_{C1} به دو سر سلف L_{lk} اعمال شده و بنابراین

1. Zero Current Switching



شکل ۲: شکل موج‌های کلیدی مبدل پیشنهادی.

معکوس و S_2 خاموش می‌شود. این وضعیت موقعی به اتمام می‌رسد که دیود D_2 تحت شرایط ZCS خاموش شود. معادله‌های مهم این وضعیت در زیر آورده شده است

$$i_{S1}(t) = i_{lk}(t) = \frac{V_{C1}}{L_{lk}}.(t-t_0) \quad (۱)$$

$$i_{D2}(t) = \frac{N_P}{N_S}.i_{S1}(t) \quad (۲)$$

$$i_{L1}(t) = i_{L1}(t-t_0) - \frac{V_O}{L_1}(t-t_0) \quad (۳)$$

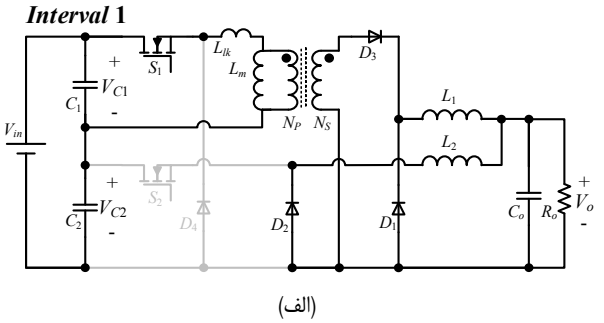
$$i_{L2}(t) = i_{L2}(t-t_0) - \frac{V_O}{L_2}(t-t_0) \quad (۴)$$

$$i_{D1}(t) = i_{L1}(t) - \frac{N_P}{N_S}.i_{S1}(t) \quad (۵)$$

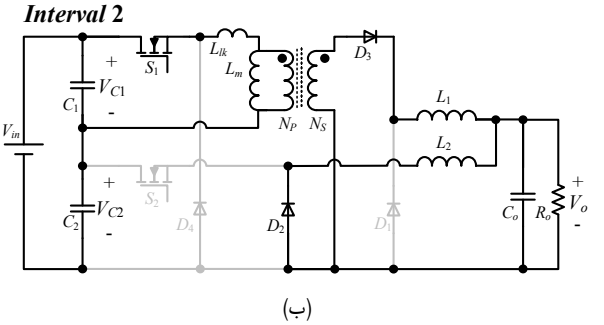
جریان i_{LK} از صفر به صورت خطی افزایش می‌یابد. افزایش خطی جریان سلف L_{lk}، جریان کلیدزنی صفر (ZCS) برای روشن‌شدن سوئیچ S_1 و دیود D_2 را تضمین می‌کند. در حین این فاصله زمانی، دیود D_4 بایاس که N_P و N_S به ترتیب تعداد دور اولیه و ثانویه ترانسفورمر بخش فوروارد و L_1 و L_2 سلف‌های خروجی مبدل در شکل ۱ هستند.

وضعیت دوم $[t_1-t_2]$: در این وضعیت ولتاژ V_{C1} به دو سر سلف مغناطیس‌کننده و سلف نشتی اعمال شده است. V_{NP} یعنی ولتاژ اولیه ترانسفورمر برابر $V_{C1}.L_m/(L_m+L_{lk})$ است و در این وضعیت، i_{S1} و i_{D2} طبق زیر به دست می‌آیند

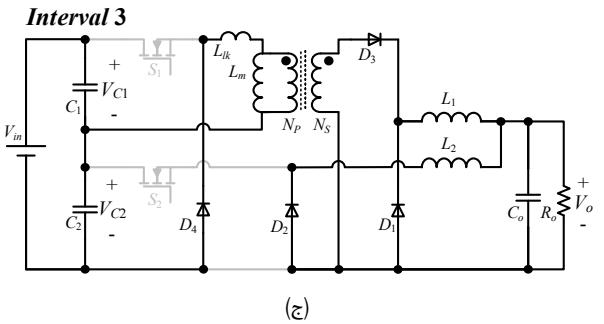
$$i_{S1}(t) = i_{lk}(t) = i_{D2}(t).\frac{N_S}{N_P} + \frac{V_{C1}}{L_m+L_{LK}}.(t-t_1) \quad (۶)$$



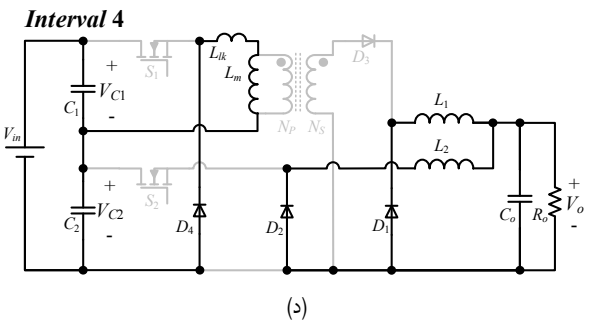
(الف)



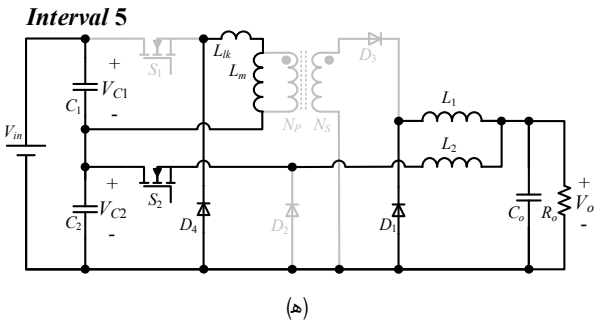
(ب)



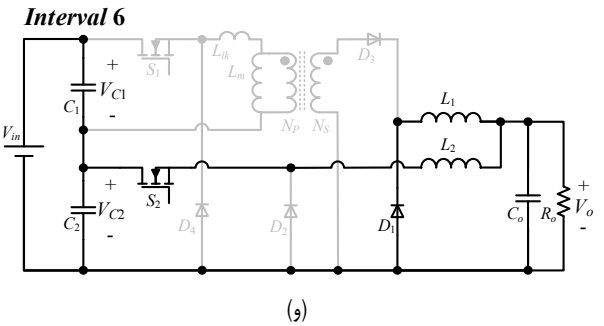
(ج)



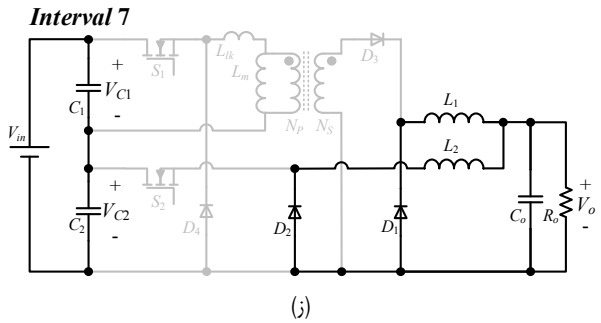
(د)



(ه)



(و)



(ز)

شکل ۳: مدار معادل هر وضعیت عملکردی، (الف) وضعیت ۱، (ب) وضعیت ۲، (ج) وضعیت ۳، (د) وضعیت ۴، (ه) وضعیت ۵، (و) وضعیت ۶ و (ز) وضعیت ۷.

$$i_{D_3}(t) = i_{L_1}(t_1) + \frac{V_{C_1}.\frac{L_m}{L_m + L_{LK}}.\frac{N_S}{N_P} - V_O}{L_1}.(t - t_1) \qquad (۷)$$

وضعیت سوم $[t_2 - t_3]$: در ابتدای این وضعیت، سوئیچ S_1 خاموش می‌شود و دیودهای D_4 و D_1 شروع به هدایت می‌کنند. با هدایت‌کردن D_4، ولتاژ S_1 بر روی V_{in} کلمپ می‌شود. ولتاژ V_{C2} به صورت معکوس به دو سر سلف L_{lk} اعمال می‌شود و جریان سلف تا $i_{LM}(t_2)$ کاهش می‌یابد. از این طریق انرژی سلف نشتی جذب شده و ولتاژهای ضربه‌ای روی سوئیچ S_1 حذف می‌گردند. اختلاف جریان بین i_{lm} و i_{lk} به طرف ثانویه ترانسفورمر منتقل می‌شود و زمانی که i_{LK} برابر $i_{LM}(t_2)$ شود، دیود D_3 تحت شرایط ZCS خاموش می‌شود و این وضعیت پایان می‌یابد

$$i_{D_4}(t) = i_{lk}(t_2) - \frac{V_{C_2}}{L_{lk}}.(t - t_2) \qquad (۸)$$

$$i_{D_3}(t) = \frac{N_P}{N_S}.i_{D_4}(t) \qquad (۹)$$

$$i_{L_1}(t) = i_{L_1}(t_2) - \frac{V_o}{L_1}.(t - t_2) \qquad (۱۰)$$

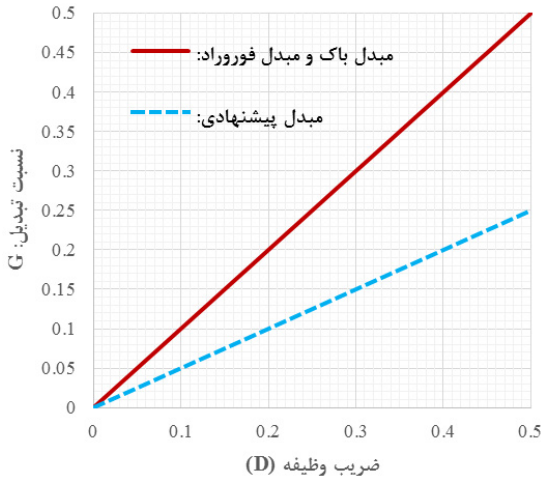
$$i_{D_1}(t) = i_{L_1}(t) - i_{D_3}(t) \qquad (۱۱)$$

وضعیت چهارم $[t_3 - t_4]$: در این فاصله زمانی، V_{C_2} به صورت معکوس به دو سر سلف مغناطیس‌کننده و سلف نشتی اعمال می‌شود و بنابراین جریان دیود D_4 به آرامی کاهش می‌یابد. دیودهای D_2 و D_1 در حال هدایت‌کردن هستند، لذا L_1 و L_2 تخلیه شده‌اند. در این فاصله زمانی، هر دو سوئیچ خاموش می‌شوند و D_2 به صورت معکوس بایاس می‌شود. معادله‌های مهم در زیر آورده شده‌اند

$$i_{L_1}(t) = i_{L_1}(t_2) - \frac{V_o}{L_1}.(t - t_2) \qquad (۱۲)$$

$$i_{D_4} = i_{Lm}(t_2) - \frac{V_{C_2}}{L_{lk} + L_m}.(t - t_2) \qquad (۱۳)$$

وضعیت پنجم $[t_4 - t_5]$: در t_4 سوئیچ S_2 روشن و بنابراین دیود D_2 خاموش می‌شود. ولتاژهای $-V_0$ و $V_{C_2} - V_0$ به ترتیب به دو سر سلف‌های L_1 و L_2 اعمال می‌شوند و بنابراین سلف L_1 تخلیه شده و L_2 شارژ می‌گردد. در این فاصله زمانی، i_{D_4} همچنان در حال کاهش‌یافتن است. زمانی که i_{D_4} به صفر می‌رسد، D_4 تحت شرایط ZCS خاموش می‌شود و این فاصله زمانی هم خاتمه می‌یابد



شکل ۴: نسبت تبدیل ولتاژ بر حسب ضریب وظیفه تحت شرایط $n=۱$ برای مبدل پیشنهادی و مبدل باک و فوروارد مرسوم.

جدول ۱: مقایسه نسبت تبدیل.

مبدل	نسبت تبدیل
مبدل درهم‌تنیده باک مرسوم	D
مبدل ارائه‌شده در [۱۸]	$\frac{D}{۲-D}$
مبدل ارائه‌شده در [۱۹]	$\frac{D}{۲}$
مبدل پیشنهادی	$\frac{D}{۱+n}$

$$i_{L۱}(t)=i_{L۱}(t_۴)-\frac{V_o}{L_۱}.(t-t_۴) \quad (۱۴)$$

$$i_{D۴}(t)=i_{Lm}(t_۴)-\frac{V_{C۲}}{L_m+L_{lk}}.(t-t_۴) \quad (۱۵)$$

$$i_{L۲}(t)=i_{L۲}(t_۴)+\frac{V_{C۲}-V_o}{L_۲}.(t-t_۴) \quad (۱۶)$$

وضعیت ششم $[t_۵-t_۶]$: در این فاصله زمانی سوئیچ $S_۲$ و دیود $D_۱$ روشن و تمام ادوات نیمه‌هادی دیگر خاموش می‌شوند. در این فاصله زمانی، $L_۱$ تخلیه و $L_۲$ شارژ می‌شود. این فاصله زمانی تا موقعی که $S_۲$ در $t_۶$ خاموش شود، ادامه می‌یابد.

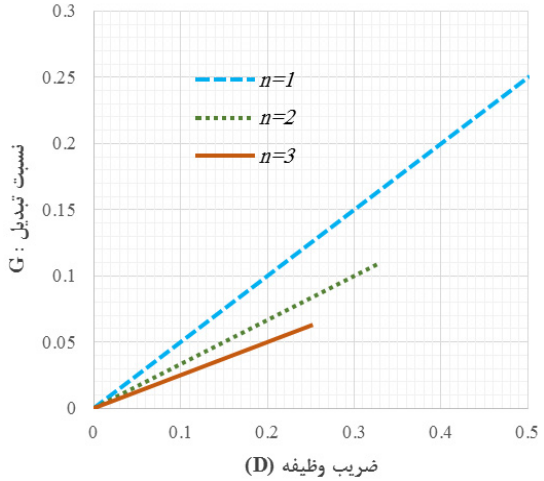
وضعیت هفتم $[t_۶-t_۷]$: در $t_۶$، سوئیچ $S_۲$ خاموش می‌شود و بنابراین $D_۲$ شروع به هدایت می‌کند. در این فاصله زمانی، سلف‌های $L_۱$ و $L_۲$ تخلیه می‌شوند. این بازه زمانی تا زمانی که سوئیچ $S_۱$ دوباره روشن شود ادامه می‌یابد. در $t_۷$، یک چرخه کلیدزنی، کامل و عملکردی مشابه تکرار می‌شود

$$i_{L۲}(t)=i_{L۲}(t_۶)-\frac{V_o}{L_۲}.(t-t_۶) \quad (۱۷)$$

$$i_{L۱}(t)=i_{L۱}(t_۶)-\frac{V_o}{L_۱}.(t-t_۶) \quad (۱۸)$$

۳- نسبت تبدیل و ملاحظات طراحی مبدل پیشنهادی

در این بخش تحلیل مبدل برای به دست آوردن نسبت تبدیل و ملاحظات انتخاب قطعات با توجه به استرس المان‌ها ارائه می‌شود. لازم به ذکر است طراحی سلف و خازن خروجی با توجه به ریپل مورد نظر در



شکل ۵: نسبت تبدیل ولتاژ بر حسب ضریب وظیفه برای مبدل پیشنهادی برای نسبت دورهای مختلف.

خروجی، مشابه مبدل باک مرسوم است.

۳-۱ نسبت تبدیل

ولتاژهای $V_{C۱}$ و $V_{C۲}$ را می‌توان از بالانس ولت- ثانیه سلف‌های $L_۱$ و $L_۲$ به ترتیب زیر به دست آورد

$$V_{C۱}=\frac{n.V_o}{D} \quad (۱۹)$$

$$V_{C۲}=\frac{V_o}{D'} \quad (۲۰)$$

که در آن n نسبت دور N_P/N_S، D ضریب وظیفه سوئیچ $S_۱$ و D' ضریب وظیفه سوئیچ $S_۲$ می‌باشد. زمانی که V_{in} برابر با $V_{C۱}+V_{C۲}$ است نسبت تبدیل DC مبدل از روابط زیر به دست می‌آید

$$V_{in}=V_{C۱}+V_{C۲}=(\frac{n}{D}+\frac{۱}{D'}).V_o \quad (۲۱)$$

$$G=\frac{V_o}{V_{in}}=\frac{D.D'}{n.D'+D} \quad (۲۲)$$

اگر $D'=D$ باشد آن گاه بهره طبق رابطه زیر مشخص می‌شود

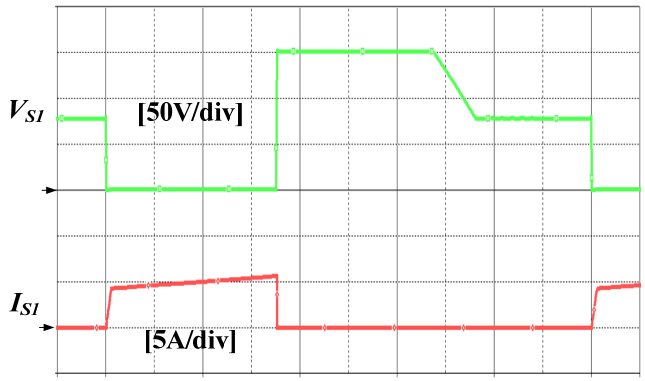
$$G=\frac{V_o}{V_{in}}=\frac{D}{n+۱} \quad (۲۳)$$

به منظور اطمینان از بازنشانی سلف مغناطیس‌کنندگی ترانسفورمر نیز رابطه زیر باید برقرار باشد

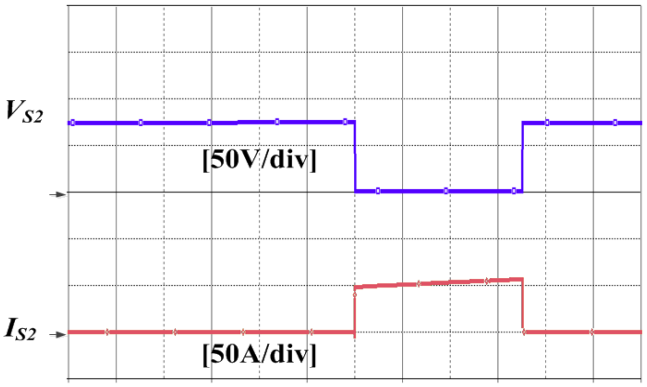
$$\overline{D}<\frac{۱}{n+۱} \quad (۲۴)$$

که در آن نماد $\overline{D}$ حداکثر ضریب وظیفه مبدل است که در کاربردهای بسیار کاهنده، معمولاً ضریب وظیفه سوئیچ‌ها کمتر از مقدار حداکثری (۲۴) می‌باشد.

در شکل ۴ مقایسه نسبت تبدیل ولتاژ در مقابل ضریب وظیفه مبدل پیشنهادی برای $n=۱$ و مبدل باک و مبدل فوروارد در $n=۱$ دیده می‌شود. همچنین در شکل ۵ نسبت تبدیل ولتاژ مبدل پیشنهادی در برابر ضریب وظیفه برای نسبت دورهای مختلف نشان داده شده است. در جدول ۱ مقایسه بهره مبدل پیشنهادی در این مقاله با مبدل درهم‌تنیده باک و مبدل‌های پیشنهادشده در [۱۸] و [۱۹] ارائه شده است.



شکل ۶: شکل موج ولتاژ (بالا) و جریان (پایین) سوئیچ S_1 (مقیاس زمان: ۲٫۵ µs/div.).



شکل ۷: شکل موج ولتاژ (بالا) و جریان (پایین) سوئیچ S_2 (مقیاس زمان: ۲٫۵ µs/div.).

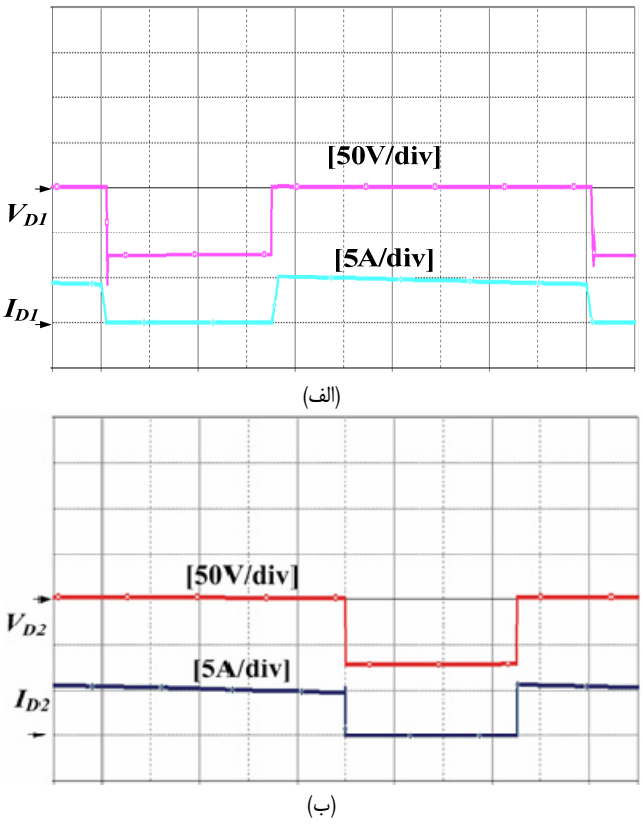
جدول ۲: مقادیر و قطعات مبدل پیشنهادی.

پارامتر	مقدار
فرکانس سوئیچینگ	۱۰۰ kHz
S_1	IRF۶۴۰
S_2	IRF۵۴۰
D_1 ،D_2 و D_3	BYV۳۲-۱۵۰
D_4	BYV۲۷-۲۰۰
n	۱
L_m	۵۰۰ µH
L_{lk}	۱۰ µH
L_1 و L_2	۳۰۰ µH
C_1 و C_2	۴٫۷ µF/۱۰۰ V
C_o	۲۲ µF/۵۰ V

۳-۲ استرس ولتاژ و جریان سوئیچ‌ها

در مبدل پیشنهادی هنگامی که S_1 خاموش می‌شود، استرس ولتاژ آن برابر با V_{in} می‌باشد. از آنجایی که سوئیچ S_1 در ولتاژی برابر با V_{C1} روشن می‌شود، تلفات خازنی سوئیچ (که متناسب با مربع ولتاژ سوئیچ در هنگام روشن‌شدن است) به صورت قابل ملاحظه‌ای کاهش می‌یابد.

هنگامی که S_1 روشن می‌شود، استرس ولتاژ D_4 برابر با V_{in} خواهد شد و هنگامی که S_2 خاموش است، استرس ولتاژ آن برابر با V_{C2} می‌باشد و استرس ولتاژ D_4 برابر V_{C2} است که نسبت به استرس ولتاژ سوئیچ مبدل‌های [۱۸] و [۱۹] که در متن این دو مقاله محاسبه و ارائه شده است کاهش یافته است. همچنین استرس جریان سوئیچ S_1 برابر $(I_o/2n)\sqrt{D}$ و استرس جریان سوئیچ S_2 نیز نصف استرس جریان سوئیچ S_1 می‌باشد.



شکل ۸: شکل موج ولتاژ (بالا) و جریان (پایین)، (الف) دیود D_1 و (ب) دیود (مقیاس زمان: ۲٫۵ µs/div.).

۴- نتایج شبیه‌سازی

به منظور بررسی صحت نتایج تئوری، یک مبدل ۱۵۰ به ۲۴ ولت با جریان ۱۰ آمپر طراحی و شبیه‌سازی شده است. در جدول ۲ مقادیر المان‌ها و قطعات انتخابی آمده است. سلف‌های L_1 و L_2 برای عملکرد در حالت جریان پیوسته با توان خروجی ۲۴ وات طراحی شده‌اند. مقدار خازن‌های C_1 و C_2 برای داشتن تغییرات ولتاژ کم دو سر آنها انتخاب شده‌اند.

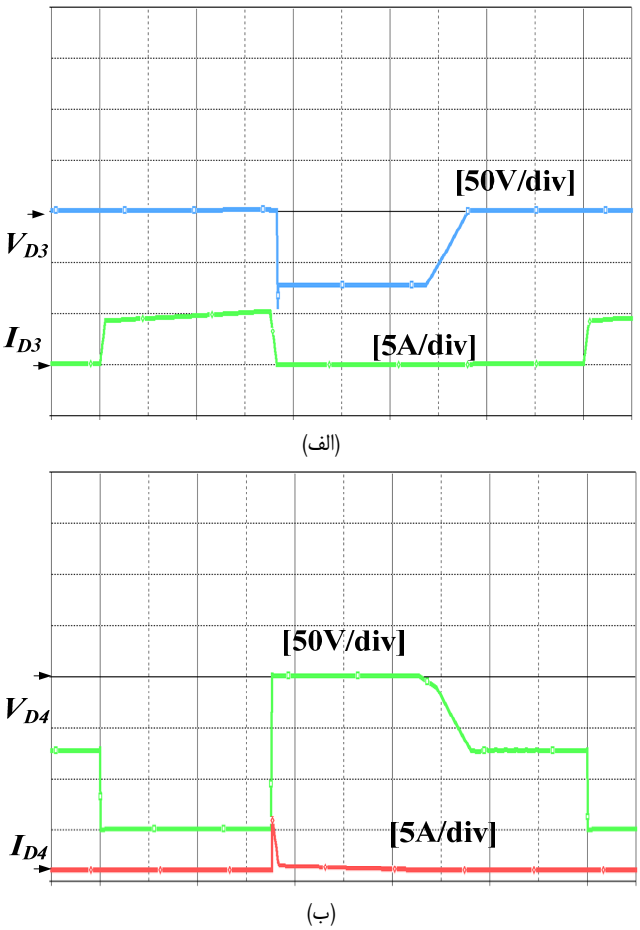
شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی در نرم‌افزار اورکد نسخه ۱۶ انجام شده است. شکل ۶ شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ S_1 را نشان می‌دهد. همان طور که در شکل مشخص است، استرس ولتاژ سوئیچ S_1 برابر با V_{in} می‌باشد. قبل از این که S_1 روشن شود، ولتاژ دو سر سوئیچ S_1 برابر با V_{C1} می‌باشد که کمتر از V_{in} است و بنابراین تلفات خازنی سوئیچ کاهش می‌یابد. همچنین این شکل تأیید می‌کند که سوئیچ S_1 در شرایط ZCS روشن می‌شود.

شکل ۷ شکل موج‌های شبیه‌سازی شده مربوط به ولتاژ و جریان سوئیچ S_2 را نمایش می‌دهد که شکل موج‌های تئوری را تأیید می‌کند. همان طور که در این شکل دیده می‌شود، استرس ولتاژ سوئیچ تقریباً نصف ولتاژ ورودی مبدل دیده می‌شود.

شکل ۸ و ۹ شکل موج جریان و ولتاژهای دیودها را نمایش می‌دهد که بیانگر تأیید نتایج تئوری است. همچنین استرس ولتاژ دیود D_2 مشابه با سوئیچ S_2 می‌باشد.

شکل ۹ شکل موج جریان و ولتاژ دیود را نشان می‌دهد. استرس ولتاژ دیود D_4 طبق شکل مانند استرس ولتاژ سوئیچ S_1 و برابر ولتاژ ورودی می‌باشد.

در خصوص ریپل جریان، همانند سایر مبدل‌های درهم‌تنیده، هر چه ضریب وظیفه به ۵۰٪ نزدیک‌تر باشد ریپل جریان کمتر می‌شود. برای



شکل ۹: شکل موج ولتاژ (بالا) و جریان (پایین)، (الف) دیود D_3 و (ب) دیود D_4 (مقیاس زمان: ۲٫۵ µs/div.).

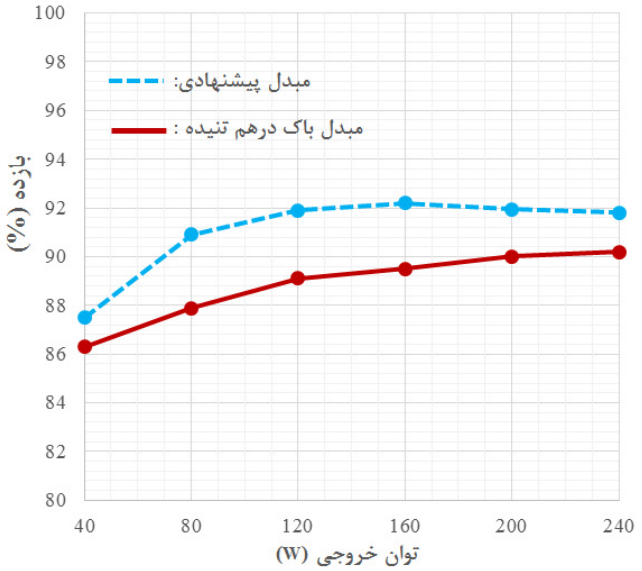
بررسی بازده، در شکل ۱۰ مقایسه‌ای بین بازده مبدل پیشنهادی و مبدل باک درهم‌تنیده با مشخصات مشابه ارائه شده است.

در مبدل باک درهم‌تنیده، سلف‌ها با مقادیر ۳۰۰ µH انتخاب شده‌اند. همان طور که از شکل ۱۰ قابل مشاهده است مبدل پیشنهادی در این مقاله، بازده بالاتری دارد به طوری که در بار کامل به ۹۱٫۸٪ می‌رسد. با استفاده از فرمول $(R_{ds(on)})(I_{rms})^2$ تلفات هدایتی هر سوئیچ به دست می‌آید که در مبدل پیشنهادی به دلیل امکان استفاده از سوئیچ‌های با استرس ولتاژ کمتر و در نتیجه انتخاب سوئیچ با مقاومت درین- سورس کمتر، تلفات هدایتی کاهش یافته و بازده بهبود یافته است.

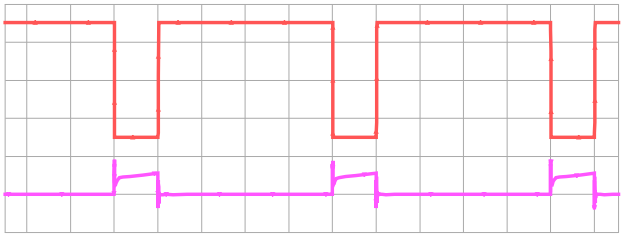
همچنین به منظور نمایش دقیق‌تر عملکرد صحیح مبدل، شبیه‌سازی مدار پیشنهادی با همان مشخصات ارائه‌شده در جدول ۲ ولی برای $n=2$ انجام شده است. در شکل ۱۱- الف و ب شکل موج سوئیچ‌های مبدل ارائه شده است. در این حالت نیز با کاهش استرس ولتاژ سوئیچ‌ها علاوه بر امکان استفاده از سوئیچ‌های با استرس ولتاژ کمتر، کاهش تلفات هدایتی و همچنین کاهش تلفات خازنی را شاهد هستیم که در مقایسه با مبدل درهم‌تنیده عادی علاوه بر کاهش بهره، باعث بهبود بازده مبدل می‌شود. لازم به ذکر است که برای nهای بزرگ‌تر از یک برای کنترل حلقه بسته نیاز به مدار کنترل است تا بتوان تقسیم توان را به طور یکسان بین دو بخش مبدل انجام داد.

۵- نتیجه‌گیری

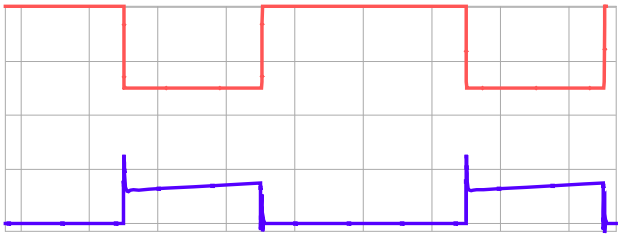
در این مقاله، یک مبدل درهم‌تنیده با حصول به نسبت تبدیل بسیار پایین با کمک تلفیق توپولوژی باک و فوروارد و بدون نیاز به سیم‌پیچ باز



شکل ۱۰: نمودار بازده مبدل پیشنهادی و مبدل باک درهم‌تنیده.



شکل ۱۱: شکل موج ولتاژ (بالا) و جریان (پایین) سوئیچ S_1 در شرایط $n=2$ (مقیاس زمان: ۲٫۵ µs/div.).



شکل ۱۲: شکل موج ولتاژ (بالا) و جریان (پایین) سوئیچ S_2 در شرایط $n=2$ (مقیاس زمان: ۲٫۵ µs/div.).

نشانی ارائه شد. مبدل پیشنهادی مزایایی همچون استرس ولتاژ پایین سوئیچ‌ها، ریپل کم جریان خروجی به دلیل ساختار درهم‌تنیده، تلفات کلیدزنی کم و نسبت تبدیل بسیار کاهنده را داراست که می‌توان آن را به عنوان مبدل مناسبی برای ورودی‌های با ولتاژ بالا، ریپل جریان خروجی پایین و مبدل کاهنده غیر ایزوله معرفی کرد. تمامی این مزایا بدون ایجاد هیچ گونه استرس اضافی روی قطعات به وجود آمده‌اند. نتایج شبیه‌سازی، تحلیل‌های تئوری و شکل موج‌های تئوری را تأیید کرد. همچنین مبدل پیشنهادی بازده بهتری نسبت به مبدل باک درهم‌تنیده مرسوم دارد که در توان نامی به ۹۱٫۸٪ رسید.

مراجع

[۱] م. محمودی، ب. میرزائیان دهکردی و م. نیرومند، "معرفی یک مبدل SEPIC غیر ایزوله جدید با بهره و راندمان بالا برای سیستم‌های فتوولتائیک،" *نشریه مهندسی برق و مهندسی کامپیوتر ایران*، سال ۱۳، شماره ۲- الف، صص. ۱۷۱-۱۶۵، پاییز ۱۳۹۴.

[۲] م. حیدری و ع. یزدیان ورجانی، "ارائه یک مبدل الکترونیک قدرت AC/AC سه‌فاز به سه‌فاز جدید با استفاده از شش کلید IGBT"، *نشریه مهندسی برق و مهندسی کامپیوتر ایران*، سال ۱۴، شماره ۴- الف، صص. ۲۶۱-۲۴۷، زمستان ۱۳۹۵.

[3] M. Bendali, C. Larouci, T. Azib, C. Marchand, and G. Coquery, "Design methodology of an interleaved buck converter for onboard automotive application, multi-objective optimisation under multi-physic constraints," *IET Electr. Syst. Transp.*, vol. 5, no. 2, pp. 53-60, Jun. 2015.

[4] D. D. C. Lu and V. G. Agelidis, "Photovoltaic-battery-powered DC bus system for common portable electronic devices," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 3, pp. 849-855, Mar. 2009.

[5] M. Pahlevaninezhad, J. Drobnik, P. K. Jain, and A. Bakhshai, "A load adaptive control approach for a zero-voltage-switching DC/DC converter used for electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 920-933, Feb. 2012.

[6] S. Kai, Z. Li, X. Yan, and J. M. Guerrero, "A distributed control strategy based on DC bus signaling for modular photovoltaic generation systems with battery energy storage," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 10, pp. 3032-3045, Oct. 2011.

[7] M. Esteki, E. Adib, H. Farzanehfard, and S. A. Arshadi, "Auxiliary circuit for zero-voltage-transition interleaved pulse-width modulation buck converter," *IET Power Electron.*, vol. 9, no. 3, pp. 568-575, Sept. 2016.

[8] C. S. Moo, J. C. Yu, H. L. Cheng, and C. H. Yao, "Twin-buck converter with zero-voltage transition," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 6, pp. 2366-2371, Jun. 2011.

[9] Y. C. Chuang, "High-efficiency ZCS buck converter for rechargeable batteries," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 57, no. 7, pp. 2463-2472, Jul. 2010.

[10] F. Marvi, E. Adib, and H. Farzanehfard, "Efficient ZVS synchronous buck converter with extended duty cycle and low-current ripple," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 9, pp. 5403-5409, Sept. 2016.

[11] K. Yao, Y. Mao, X. Ming, and F. C. Lee, "Tapped-inductor buck converter for high-step-down DC-DC conversion," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 775-780, Jul. 2005.

[12] M. R. Yazdani, N. A. Filabadi, and J. Faiz, "Conducted electromagnetic interference evaluation of forward converter with symmetric topology and passive filter," *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 7, pp. 1113-1120, May 2014.

[13] K. Yao, Y. Qiu, M. Xu, and F. C. Lee, "A novel winding-coupled buck converter for high-frequency, high-step-down DC-DC conversion," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 5, pp. 1017-1024, Sept. 2005.

[14] P. Xu, J. Wei, and F. C. Lee, "Multiphase coupled-buck converter-a novel high efficient 12 V voltage regulator module," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 1, pp. 74-82, Jan. 2003.

[15] R. J. Wai and J. J. Liaw, "High-efficiency coupled-inductor-based step-down converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 6, pp. 4265-4279, Jun. 2016.

[16] K. I. Hwu, W. Z. Jiang, and Y. T. Yau, "Nonisolated coupled-inductor-based high step-down converter with zero DC magnetizing inductance current and nonpulsating output current," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 6, pp. 4362-4377, Jun. 2016.

[17] X. Song, C. W. Siu, C. T. Siew, and C. K. Tse, "A family of exponential step-down switched-capacitor converters and their applications in two stage converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 4, pp. 1870-1880, Apr. 2014.

[18] M. Esteki, B. Poorali, E. Adib, and H. Farzanehfard, "Interleaved buck converter with continuous input current, extremely low output current ripple, low switching losses, and improved step-down conversion ratio," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 8, pp. 4769-4776, Aug. 2015.

[19] I. O. Lee, S. Y. Cho, and G. W. Moon, "Interleaved buck converter having low switching losses and improved step-down conversion ratio," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 8, pp. 3664-3675, Aug. 2012.

[20] K. I. Hwu, W. Z. Jiang, and P. Y. Wu, "An expandable four-phase interleaved high step-down converter with low switch voltage stress and automatic uniform current sharing," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 10, pp. 6064-6072, Oct. 2016.

[21] C. F. Chuang, C. T. Pan, and H. C. Cheng, "A novel transformer-less interleaved four-phase step-down DC converter with low switch voltage stress and automatic uniform current sharing characteristics," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 1, pp. 406-417, Jan. 2015.

[22] C. T. Pan, C. F. Chuang, and C. C. Chu, "A novel transformerless interleaved high step-down conversion ratio DC-DC converter with low switch voltage stress," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 10, pp. 5290-5299, Oct. 2014.

مائده قنبری عدیوی تحصیلات خود را در دوره کارشناسی در رشته مهندسی برق در سال ۱۳۹۲ در دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف آباد و دوره کارشناسی ارشد مهندسی برق- الکترونیک را در سال ۱۳۹۵ در دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان (خوراسگان) به پایان رساند. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: مبدل‌های کلیدزنی قدرت بسیار کاهنده و مبدل‌های قدرت با کلیدزنی نرم.

محمد روح‌اله یزدانی در سال ۱۳۸۰ مدرک کارشناسی مهندسی برق- الکترونیک خود را از دانشگاه صنعتی اصفهان و در سال ۱۳۸۳ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق- الکترونیک خود را از دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف آباد دریافت نمود. پس از آن دوره دکترای مهندسی برق- الکترونیک را در دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات تهران آغاز نمود و در سال ۱۳۸۹ درجه دکترا در مهندسی برق- الکترونیک را اخذ نمود. ایشان از سال ۱۳۸۶ در دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان (خوراسگان) به عنوان عضو هیأت علمی مشغول به فعالیت است. زمینه‌های علمی مورد علاقه ایشان شامل مبدل‌های کلیدزنی قدرت و سازگاری الکترومغناطیسی است.